19. JAHRGANG **Funkschau** JULI 1947 Nr. 7

Tauchspulen-Variometer zur Superabstimmung

Ein Zwergsuper, der nur für Mittelwellenempfang bestimmt ist, läßt sich konstruktiv weiter vereinfachen und verbilligen, wenn an Stelle der üblichen Drehkondensator-Abstimmung, die hier beschriebenen Tauchspulen-Variometer verwendet werden. Die Schwingkreiskapazitäten sind also fest und dafür die Spulen veränderlich. Wie nachfolgende Kurven zeigen, ist auf diese Weise auch der erforderliche konstante Frequenzunterschied (Zf = 468 kHz) zwischen Oszillator- und Modulatorkreis wesentlich leichter zu erzielen, als es bisher durch Festlegen der üblichen Schnittpunkte (600, 1000 und 1400 kHz) möglich war. Aber nicht nur ein Super läßt sich durch dieses Verfahren konstruktiv einfacher und billiger gestalten, sondern insbesondere auch die weit verbreiteten Zweikreis-Empfänger. Für solche Geradeausschaltungen nimmt man dann eben zwei der hier gezeigten Modulatorkreisspulen.

Prinzip des Tauchspulenvariometers

Das hier behandelte Tauchspulen-Variometer *(Bild 1)* besteht aus zwei ineinander verschiebbaren Spulen S_1 und S_2, deren Wicklungssinn entgegengesetzt verläuft. Von diesen ist S_2 auf Hf-Eisen gewickelt und mittels Kernschraube abgleichbar. Die resultierende Induktivität beider gegeneinander geschalteten Spulen ist also abhängig vom jeweils eingestellten Spulenabstand D. Die Induktivität wird um so kleiner, je fester die Kopplung zwischen S_1 und S_2 ist, und erreicht die Summe beider Einzelinduktivitäten, wenn der Abstand D einen genügend großen Wert (40 mm) erreicht hat. Bei streuungslosen Spulen und gleichen Windungszahlen müßte also die resultierende Induktivität gleich Null sein, wenn S_1 und S_2 vollkommen ineinandergeschoben sind. Dieses Verhältnis wird zwar für die Modulatorspule zur Erzielung größter Induktivitätsvariationen angestrebt durch Verwendung möglichst dünnwandiger Spulenkörperrohre, ist aber praktisch nicht zu verwirklichen. Und für die Bemessung der Oszillatorspule ist dies um so weniger notwendig, weil L_0 bei gleich großem Hub beider Tauchspulen eine viel kleinere Induktivitätsvariation haben muß, um damit über den gesamten Wellenbereich den erforderlichen Frequenzunterschied zu erreichen.

Modulatorspule

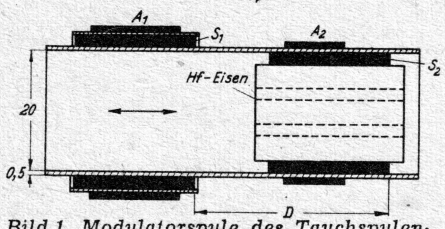


Bild 1. Modulatorspule des Tauchspulen-Variometers

Oszillatorspule

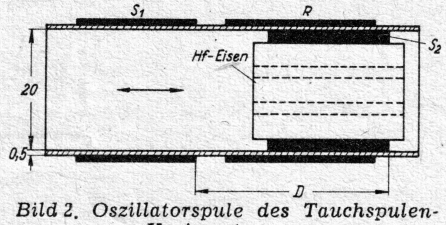


Bild 2. Oszillatorspule des Tauchspulen-Variometers

Bemessung der Spulen

So ähnlich wie man bei den ersten Superhets dem Oszillatordrehkondensator einen besonderen Plattenschnitt gab, um zwischen Oszillator- und Modulatorkreis über den ganzen Mittelwellenbereich konstante Zwischenfrequenz zu erzielen, so wird auch hier die Oszillatorspule entsprechend bemessen. Der Höchst- und Kleinstwert der resultierenden Induktivität und der Induktivitätsverlauf von D = 0 ... 40 mm ist hierbei abhängig vom mittleren Radius der Spulen S_1 und S_2, sowie von den Längen, Durchmesser und Windungszahlen. Durch geeignete Bemessung all dieser Größen ist es möglich, innerhalb der erreichbaren Kleinst- und Größtwerte jeden erforderlichen Induktivitätsverlauf zu erreichen. Von der sehr umständlichen mathematischen Vorausbestimmung der Windungszahlen und Spulenabmessungen sei hier abgesehen; die Rechnungswerte stimmen in diesem Falle wegen der verwickelten Zusammenhänge ja doch nur selten mit den tatsächlichen durch Messung ermittelten Ergebnissen überein. *Bild 4* zeigt die Kurven der Induktivitätsänderung in Abhängigkeit vom Spulenabstand D, und Bilder 1 und 2 geben auch genügend Aufschluß über die praktische Dimensionierung der Modulator- und Oszillatorspule. Der Spulenhub (2 ... 35 mm) ist dem zu überstreichenden Wellenbereich entsprechend so gewählt, daß sich für die erforderliche Frequenzvariation $\triangle f_m$ = 500 : 1500 kHz = 1 : 3, eine Induktivitätsvariation $\triangle L_m$ = 25 : 225 µH = 1 : 9 ergibt. Für eine Zwischenfrequenz f_z = 468 kHz erfordert dies dann eine Oszillatorfrequenzvariation $\triangle f_0$ = 968 : 1968 kHz = 1 : 2,035, und damit eine Induktivitätsvariation $\triangle L_0 = 1 : 2{,}035^2 = 1 : 4{,}13$. Günstig erreichen lassen sich für den geforderten Oszillatorfrequenzverlauf die Grenzwerte 35,6 : 147 µH, was dem Induktivitätsverhältnis 1 : 4,13 entspricht. Hierzu ergibt sich eine Schwingkreiskapazität von 183,7 pF, die bei den hohen Frequenzen durch Trimmer abgeglichen wird. Angenehm wirkt sich hier die Eigenschaft aus, daß L_0 und L_m durch das Verstellen der Kernschrauben sich nur bei auseinandergeschobenen Spulen ändert, also im mittleren Bereich nur sehr wenig und bei ineinandergeschobenen Spulen überhaupt keinen Einfluß mehr hat. Der letztgenannte Zustand tritt natürlich um so besser in Erscheinung, je kleiner das Windungszahlverhältnis S_1/S_2 ist. Kurve I in *Bild 3* entspricht jeweils dem Induktivitätswert ohne Kernschraube, II mit ganz eingedrehter Kernschraube und III sind Mittelwerte, die beim Abgleich hin- und hergeschoben werden können, ohne daß bei kürzeren Wellen eine merkliche Frequenzänderung auftritt.

Abgleich

Da die Kurven beider Kreise im Mittel nahezu parallel laufen, ist es möglich, den Abgleich an drei Punkten des Bereiches vorzunehmen *(Bild 3)*, und zwar erfolgt der Abgleich bei $f_m \approx$ 650 kHz durch mechanische Gleichlaufstellung (durch Verschieben des Rohres oder der Tauchspulen um 0 ... 1,5 mm) und an den Bereichenden wie üblich durch Spulen- und Trimmerabgleich. Auf diese Weise ist es ohne Schwierigkeiten möglich, einen vollkommenen Abgleich zu erzielen; also unter Verzicht auf übliche Frequenzabweichungen, wie sie im Super mit Drehkondensator-Abstimmung unvermeidlich sind; denn bei diesen stimmt die Abstimmung nur an drei Punkten (600, 1000 und 1400 kHz) des Bereiches genau überein und an den dazwischenliegenden Stellen treten — namentlich bei den billigen Zwergsuperhets — oft Gleichlauffehler bis zu 4 % (32 kHz bei 800 kHz und 48 kHz bei 1200 kHz) auf, was natürlich eine sehr spürbare Einbuße an Empfindlichkeit zur Folge hat.

Wickeldaten des Tauchspulen-Variometers

Wicklung	Modulatorspule		Oszillatorspule	
	Wdg.	Draht	Wdg.	Draht
S_1	71	30 x 0,07	34	30 x 0,07
S_2	71	30 x 0,07	59	30 x 0,07
$A_1 + A_2$	50	10 x 0,07	—	—
R	—	—	45	10 x 0,07

Jede Veränderung von D verursacht außer einer gewissen Veränderung der Schwingkreisspulengüte auch eine Kopplungsänderung zwischen S_2 und R. Durch geeignete Verteilung der Rückkopplungswindungen R ist deshalb zu sorgen, daß die Oszillatorspannung über den gesamten Wellenbereich innerhalb zulässiger Grenzen bleibt. Günstig gestalten läßt sich durch diese Variometerbauweise die Kopplung zwischen Antennenspule $A_1 + A_2$ und Gitterkreisspule. Bei tiefen Frequenzen ist die induktive Kopplung wunschgemäß am

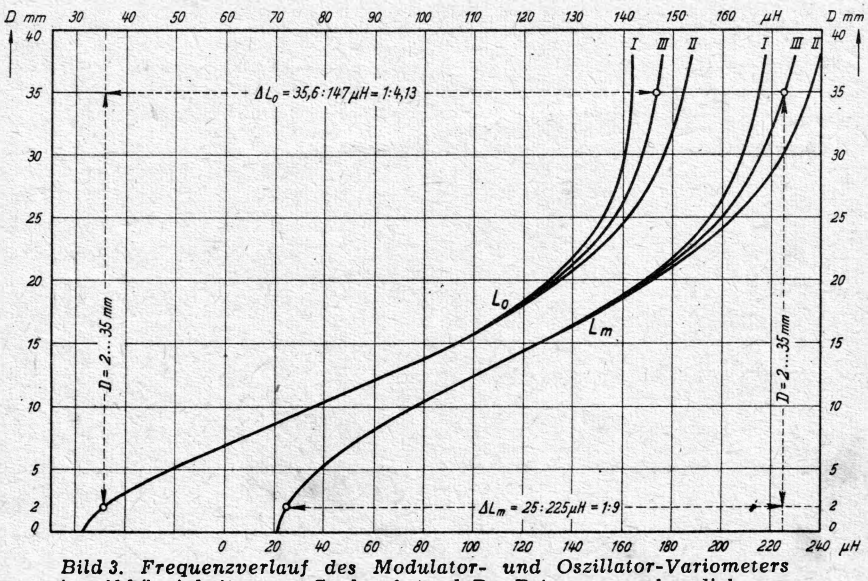


Bild 3. Frequenzverlauf des Modulator- und Oszillator-Variometers in Abhängigkeit vom Spulenabstand D. Bei genau abgeglichenen Kreisen ist f_z über den gesamten Wellenbereich konstant

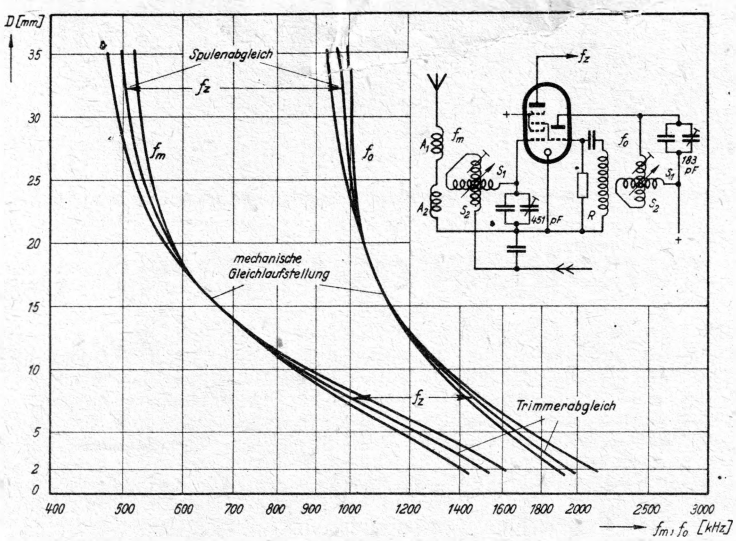


Bild 4. Induktivitätsänderung der Oszillator- und Modulatorspule in Abhängigkeit vom Spulenabstand D (Bild 1)

stärksten und erreicht ein Minimum bei ineinandergeschobenen Spulen, wo auch die Resonanzfrequenz am höchsten ist. Hierzu sind natürlich die Spulenhälften A_1 und A_2 gegensinnig gewickelt und günstig verteilt. Die Güte G der Schwingkreisspulen nimmt — wegen der kleiner werdenden Induktivität, aber gleichbleibendem Verlustwiderstand — ungefähr in dem Verhältnis ab, wie die Frequenz zunimmt. G bewegt sich in beiden Kreisen von etwa 250 bis 80, so daß im Vorkreis trotz dieses außergewöhnlichen und ungünstigen Verhältnisses stets eine ausgiebige Spannungsüberhöhung auftritt.

Mechanischer Gleichlauf der Kreise

Für die mechanische Kupplung beider Tauchspulen gibt es je nach dem Aufbau des Gerätes mehrere Möglichkeiten. Bei einer praktisch ausgeführten Lösung wurden an den Tauchspulen Preßstoffzahnstangen angebracht, die von zwei auf der Zeigerachse sitzenden Zahnrädern ein- und ausgezogen werden. Beide Variometer sind in einem Abschirmbecher (40×70×80 mm) untergebracht und voneinander abgeschirmt. Mit dieser Konstruktion ergibt sich neben ihrer Einfachheit bei geeignetem Zahnraddurchmesser der Vorteil, daß z. B. für kleine Abstimmskalen der volle Drehwinkel von 360° ausnutzbar ist, und damit die Stationen entsprechend weit auseinander liegen. Verhältnismäßig klein sind auch die Einbaumaße (Grundfläche 40×80, Höhe 100 mm) dieses Doppelvariometers, verglichen mit dem Raumbedarf eines Zweigang-Drehkondensators und den dazugehörigen Spulen.

Nach dieser Bauweise können natürlich auch KW-Variometer hergestellt werden; diese und jene für Mittelwellen in einem Gerät zu vereinen, wird jedoch aus wirtschaftlichen Gründen nicht mehr angebracht sein; es sei denn, man kuppelt mit der Zeigerachse geeignete Wellenschalterfedern und benutzt je eine Hälfte des Skalenbogens für Mittel- bzw. Kurzwellen, wie es seinerzeit Blaupunkt für Mittel- und Langwellen machte. Abgeschlossene Versuche und Prüfung der Wirtschaftlichkeit über die letztgenannte Bauweise liegen jedoch noch nicht vor.

Josef Cassani

Die Verwendung von Drehkondensatoren außergewöhnlicher Kapazität

Drehkondensatoren aus kommerziellen Beständen haben oft recht ungewöhnliche Werte. An zwei Beispielen soll gezeigt werden, wie sich ein Kondensator mit einer Kapazitätsvariation von 35—650 pF für den Rundfunkwellenbereich durch richtige Dimensionierung der Spuleninduktivitäten, Trimmerkapazitäten oder Verkürzungskondensatoren verwenden läßt. Bei dem ersten Beispiel wird die Induktivität den veränderten Größen angepaßt. In der Praxis bedeutet das eine Verkleinerung der Windungszahl. Im zweiten Beispiel wird eine normale Mittelwellenspule vorausgesetzt und es werden die Verkürzungs- und Trimmerkapazitäten bestimmt

Beispiel I:

Gegeben:

$C_{D\,max} = 650$ pF,
$C_{D\,min} = 35$ pF
$f_{max} = 1500$ kHz, $f_{min} = 500$ kHz
$C_N = 20$ pF

(Zusammengesetzt aus:
Spulenkapazität = 7 pF
Röhrenkapazität = 7 pF
Schaltkapazität = 6 pF)

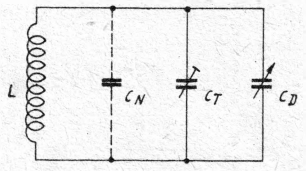


Bild 1. Abstimmkreis mit den im ersten Beispiel vorkommenden Schaltgliedern

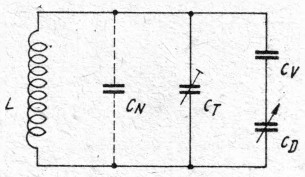


Bild 2. Abstimmkreis mit zusätzlicher Drehkondensator-Verkürzungskapazität.

Die Kapazitätsvariation muß dem Frequenzverhältnis entsprechen.

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\frac{1500}{500}\right)^2 = 9$$

$$C_{min} = \frac{C_{D\,max} - C_{D\,min}}{9-1} = 77\text{ pF} \qquad C_T = C_{min} - C_{D\,min} - C_N = \underline{22\text{ pF}}$$

Es wird ein Trimmer von ca. 40 pF gewählt.

$$C_{max} = C_{D\,max} + C_N + C_T = 692\text{ pF}$$

Aus C_{min} oder C_{max} und der dazugehörigen Resonanzfrequenz läßt sich die erforderliche Induktivität bestimmen:

$$L = \frac{2{,}5 \cdot 10^{10}}{f^2 \cdot C} \qquad \begin{array}{l} f\text{ (kHz)} \\ C\text{ (pF)} \\ L\text{ (}\mu\text{H)} \end{array}$$

Wir wählen zur Ausrechnung C_{max}, denn dann ist $f^2 = 500^2 = 2{,}5 \cdot 10^5$, was den Rechnungsgang erleichtert.

$$L = \frac{2{,}5 \cdot 10^{10}}{2{,}5 \cdot 10^5 \cdot C} = \frac{10^5}{C}$$

In unserem Beispiel:

$$L\text{ (Mittelwelle)} = \frac{100\,000}{692} = \underline{144{,}5\ \mu\text{H.}}$$

Es sei bemerkt, daß diese Formel nicht ganz genau ist, denn bei der Ableitung aus der Resonanzformel wurde für $\pi^2 = 10$ gesetzt. Der Fehler liegt im Bereiche üblicher Toleranzen und ist somit unbedeutend. Eine Ausrechnung soll dieses veranschaulichen.

Die richtige Formel lautet:

$$L = \frac{10^{11}}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{10^{11}}{3{,}95 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2 \cdot C}$$

Setzt man in diese Formel die Werte unseres Beispiels ein, so ergibt sich eine Induktivität von

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^5}{2{,}50 \cdot 692} = \frac{10\,10\,20}{692} = 145{,}9\ \mu\text{H.}$$

Man sieht, der Fehler beträgt nur ca. 1 %.

Beispiel II.

Gegeben: $C_{D\,max} = 650$ pF, $f_{max} = 1500$ kHz, $f_{min} = 500$ kHz
$C_{D\,min} = 35$ pF, $C_N = 20$ pF
$L = 170\ \mu$H

$$C_{max} = \frac{10^5}{L\text{ (M)}} = 588\text{ pF,} \qquad C_{min} = \frac{C_{max}}{9} = 65\text{ pF.}$$

$$C_T = C_{min} - C_{D\,min} - C_N = \underline{10\text{ pF.}}$$

Es darf nur ein sehr kleiner Trimmer Verwendung finden. Wir bestimmen jetzt noch die Drehkondensator-Verkürzungskapazität.

$$C_V = \frac{C_{D\,max} \cdot C_{max}}{C_{D\,max} - C_{max}} = 4000\text{ pF.}$$

Für die meisten Zwecke ist diese einfache Formel ausreichend. Eine 5%ige Abweichung ist meistens zulässig, inbesondere, wenn die Schaltung abgleichbare Eisenkerne besitzt. Die Serienkondensatoren sollen möglichst ein verlustfreies Dielektrikum (Calit, Glimmer) besitzen. Die gleichzeitig sich ergebene Verminderung der C_{min}-Kapazität ist im Verhältnis zur Trimmerkapazität gering und kann durch diese mühelos ausgeglichen werden.

Heinrich Brauns.

Neue Ideen - Neue Formen

Vielseitiger Qualitäts-Wellenschalter

Unter den verschiedenen Wellenschaltertypen hat sich im Rundfunkempfängerbau in letzter Zeit insbesondere der Kreisschalter durchgesetzt, da er hochfrequenztechnischen Anforderungen weitgehend entspricht und den Vorzug geringen Raumbedarfs aufweisen kann. Ein derartiger, von der Firma Hugo Müller (Omega-Erzeugnisse) hergestellter Kreisschalter, zeichnet sich durch hochqualitative Ausführung und zweckmäßigen Aufbau aus.

Wie Bild 1 zeigt, das links die einzelnen Teile und rechts den mit vier Kreisscheiben zusammengesetzten Wellenschalter erkennen läßt, gestattet die besondere Konstruktion Wellenschalter beliebiger Kontaktzahl zusammenzustellen. Jede Kreisscheibe besitzt 4 Brücken zu je 3 Kontakten auf der einen Seite und 12 Kontaktfahnen auf der anderen Seite, die z. B. für einen Schalter mit 3×4 Kontakten verwendet werden können. Die 4 Kontaktnippel befinden sich auf einer drehbaren Scheibe, die über eine in der Kreismitte der Scheibe angeordnete Führungsschiene von der Schalterachse aus betätigt wird. Die Wellenschalterplatte (links neben dem zusammengebauten Wellenschalter) enthält gleichzeitig Einkerbungen für einwandfreie Rastung sowie einsetzbare Begrenzungsstifte für die Endstellungen. Die Befestigung des Wellenschalters kann an der Chassisplatte mittels Einlochmontage und mit Hilfe einer Zweischraubenmontage vorgenommen werden. Wie sehr der beschriebene Wellenschalter ganz den Bedürfnissen der Praxis entspricht, geht schließlich noch aus der Achseneinkerbung für einwandfreie Befestigung des Drehknopfes hervor.

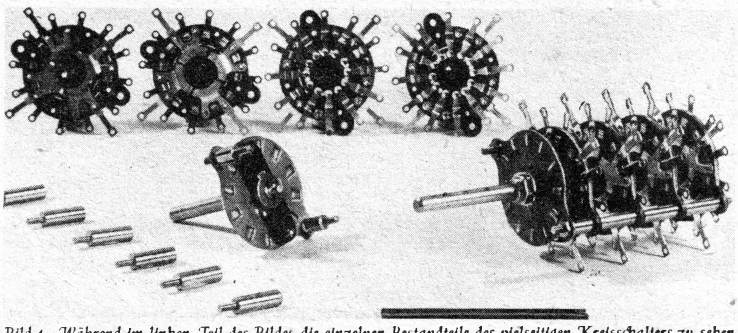


Bild 1: Während im linken Teil des Bildes die einzelnen Bestandteile des vielseitigen Kreisschalters zu sehen sind, zeigt der rechte Teil des Fotos den zusammengesetzten Wellenschalter (Aufnahme: Funkschau)

6 Funktechnik ohne Ballast

Schwingungskreise

Spule und Kondensator parallel geschaltet, ergeben einen geschlossenen Schwingungskreis. Er ist neben der Röhre das wichtigste Bauelement der Funktechnik. Zum Verständnis seiner Eigenschaften sind einige einfache Formeln und Zahlenbeispiele unerläßlich. Man lasse sich dadurch nicht abschrecken, diesen Aufsatz gründlich durchzuarbeiten; zumindest sind die Zahlenbeispiele einzuprägen, um das Wesentliche des Schwingungskreises zu begreifen.

1. Resonanz. Zur Untersuchung von Schwingkreisen wird die Schaltung Bild 53 verwendet. In den Kreis LC wird ein Festkondensator von mindestens 10 000 pF eingeschaltet. Ihm wird die Ausgangsspannung U_1 eines Meßsenders zugeführt. Die Spannung U_2 am Schwingkreis wird mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Dreht man den Abstimmknopf des Senders durch, so ergibt sich bei einer bestimmten Frequenz ein großer Zeigerausschlag am Röhrenvoltmeter. Zeichnet man die Spannungen für verschiedene Frequenzen auf, so erhält man Kurven nach Bild 54. Sie entsprechen zwei Kreisen mit gleicher Selbstinduktion, aber verschiedener Ausführung der Spule. Die Frequenz, bei welcher sich die Spannungsspitze ausbildet, nennt man Resonanzfrequenz. Bei ihr ist der Wechselstromwiderstand der Spule L gerade so groß wie der Wechselstromwiderstand des Kondensators C.

$$R_L = R_C$$

$$2\pi f_{res} \cdot L = \frac{1}{2\pi f_{res} \cdot C}$$

Sind zwei Werte bekannt, so läßt sich der dritte daraus berechnen. Im Empfängerbau wird meist die Selbstinduktion gesucht. Durch Umformung der Gleichung erhält man:

$$L_{\mu H} = \frac{25\,350}{f^2_{MHz} \cdot C_{pF}}$$

Beispiel: Mit einem Kondensator von 500 pF soll die Frequenz 500 kHz = 0,5 MHz empfangen werden. Wie groß muß die Spule sein?

$$L = \frac{25\,350}{0{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot 500} = \frac{25\,350}{125} = \text{rd. } 200\ \mu H.$$

Die Resonanzwirkung des Schwingkreises ist von größter Bedeutung für die Funktechnik. Durch „Abstimmen" eines Kreises auf die Frequenz eines gewünschten Senders ergibt sich eine größere Spannung als für alle anderen Frequenzen. Dadurch ist es überhaupt erst möglich, die gewünschte Empfangsfrequenz aus der Vielzahl der vorhandenen Sender herauszusieben.

2. Güte eines Schwingkreises. Bild 54 zeigt, daß ein Kreis mit besserer Spule eine höhere Resonanzspannung ergibt. Jedoch läßt sich daraus noch nicht erkennen, wie die Nachbarfrequenzen unterdrückt werden. Hierzu stellt man bei Aufnahme der Resonanzkurve die Meßsenderspannung U_1 immer so ein, daß der Scheitelwert der Kurve gerade 1 Volt beträgt. In Bild 55 sind die Kurven von Bild 54 auf diese Weise nochmals dargestellt. Der schlechte Kreis hat jetzt eine breitere Resonanzkurve. Störende Nachbarsender ergeben höhere Spannungen im Verhältnis zur Resonanzfrequenz. — Zur Ermittlung der Güte oder des Gütefaktors werden die beiden Frequenzen f_1 und f_2 festgestellt, bei welchen die Spannung gerade auf 0,7 Volt absinkt. Der Unterschied $f_2 - f_1$ wird Bandbreite b genannt. Dann ist

$$g = \frac{f_{res}}{b}$$

Güte = Resonanzfrequenz : Bandbreite

Beispiel: Bei der Messung der Volldrahtspule ergibt sich f_{res} = 500 kHz; f_1 = 496 kHz; f_2 = 504 kHz. Dann ist

$$b = f_2 - f_1 = 504 - 496 = 8 \text{ kHz}$$

$$g = \frac{f_{res}}{b} = \frac{500}{8} = 62{,}5.$$

Die Güte beträgt 62,5. Bei der schmaleren Kurve ist b nur halb so breit, also 4 kHz. Die Güte dieses Kreises ist dann

$$g = \frac{500}{4} = 125.$$

Die Kreisgüte hängt von den Verlusten in der Spule und im Kondensator ab. Geringste Verluste haben Luft- und Glimmerkondensatoren. Papierkondensatoren sind schlechter und daher in Schwingungskreisen zu vermeiden. Die Verluste in den Spulen sind gering bei Verwendung von Hochfrequenzlitze und Hochfrequenzeisenkernen sowie durch Vermeidung von Metallteilen in der Nähe der Spule.

3. Bandbreite. Aus der Bandbreite b läßt sich mathematisch die gesamte Resonanzkurve berechnen. Praktisch werden Frequenzen innerhalb dieser Bandbreite annähernd gleichmäßig gut durchgelassen (der Abfall auf das 0,7fache tritt gehörmäßig kaum in Erscheinung). Frequenzen außerhalb der Bandbreite werden geschwächt. Je höher die Güte, desto geringer ist die Bandbreite und desto trennschärfer ist ein Empfänger. Sind die Resonanzfrequenz und die Güte bekannt, so ergibt sich

$$b = \frac{f_{res}}{g}$$

Bandbreite = Resonanzfrequenz : Güte

Beispiel: Ein Kreis ist auf 800 kHz abgestimmt und hat eine Güte von 160. Dann ist seine Bandbreite

$$b = \frac{f_{res}}{g} = \frac{800}{160} = 5 \text{ kHz}.$$

Nach Bild 55 liegen schmale Bandbreiten symmetrisch zur Resonanzfrequenz. Von der Resonanzfrequenz aus beträgt die Bandbreite also 2,5 kHz nach jeder Seite. Da Rundfunksender 9 kHz Abstand haben, werden somit störende Sender bereits kräftig unterdrückt.

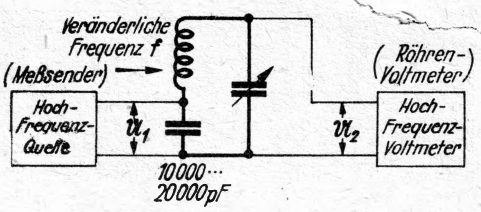


Bild 53. Schaltung zur Aufnahme von Resonanzkurven

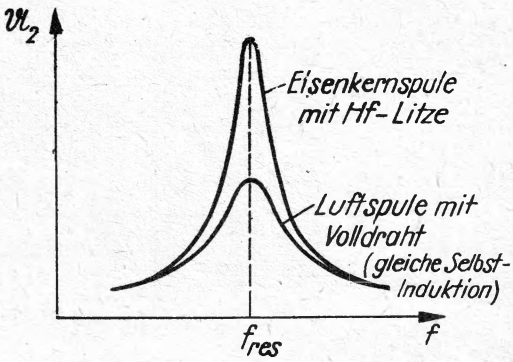


Bild 54. Resonanzkurven von zwei Schwingkreisen mit gleicher Resonanzfrequenz, aber verschieden guten Spulen

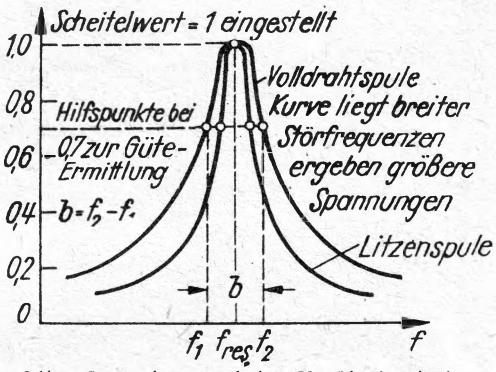


Bild 55. Resonanzkurven verschiedener Güte. Scheitelwert bei der Messung auf 1 eingestellt

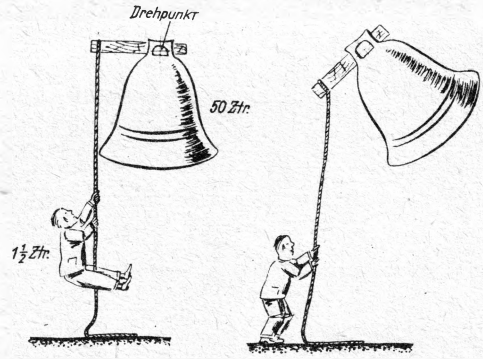
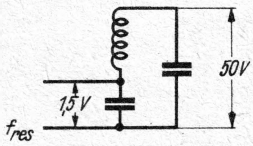


Bild 56. Im Ruhezustand ist es dem Mann von 1½ Ztr. Gewicht nicht möglich, die 50 Ztr. schwere Glocke zu bewegen

Bild 57. Versetzt er das Glockenseil in ruckartige Bewegungen von der Eigenresonanz des Glockenkörpers, so gelingt es bald, die Glocke mit ihrem vielfach höheren Gewicht zu Schwingungen aufzuschaukeln

Bild 58.
Wird einem Schwingungskreis in geeigneter Weise eine kleine Spannung von der Eigenresonanz zugeführt, so schaukelt sich die Spannung ebenfalls zu viel höheren Werten auf



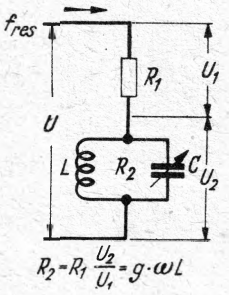


Bild 59. Resonanzkreis in Reihenschaltung als Spannungsteilerwiderstand

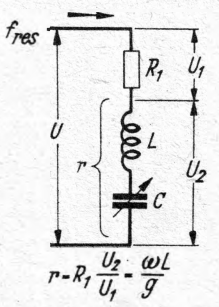


Bild 60. Resonanzkreis in Parallelschaltung als Spannungsteilerwiderstand

4. Spannungsüberhöhung. Mißt man in Bild 53 bei Resonanz die Spannungen U_1 und U_2, so ist U_2 beträchtlich größer, und zwar g mal so groß wie U_1.

$$U_2 = g \cdot U_1$$

Resonanzspannung = Güte · zugeführte Spannung.

Beträgt U_1 1 Volt und die Güte 125, so wird U_2 = 125 Volt! Das Röhrenvoltmeter kann also unmittelbar in Gütefaktoren geeicht werden (Prinzip des Gütefaktormessers). Diese Eigenschaft des abgestimmten Kreises wird Spannungsüberhöhung, Resonanzüberhöhung oder Spannungsaufschaukelung genannt. Daß die Spannung auf ein Vielfaches der eingekoppelten Spannung ansteigen kann, ist ohne komplizierte Wechselstromrechnung schwer verständlich.

In dieser Aufsatzreihe wurde bisher absichtlich vermieden, elektrische Vorgänge durch bildhafte Beispiele aus dem täglichen Leben zu erklären. Wer sich mit der Technik befaßt, soll sie auch ohne primitive Vergleiche zu verstehen trachten. Für die Tatsache der Resonanzaufschaukelung wird hier jedoch ein Beispiel gegeben, um diese seltsame Erscheinung klar zu machen. Einen elektrischen Schwingungskreis kann man mit einem schwingenden mechanischen System, z. B. einem Pendel vergleichen. Ein Pendel ist auch die Kirchenglocke. Sie wird zum Läuten in pendelnde oder schaukelnde Bewegung versetzt. Durch einfaches Ziehen am Glockenstrick Bild 56 ist es einem Menschen nicht möglich, die z. B. 50 Zentner schwere Glocke zu bewegen. Er kann sich an das Seil hängen, ohne daß die Glocke sich dadurch merklich bewegt. Wird aber nach Bild 57 das Glockenseil in ruckartige Bewegungen versetzt, die mit der Eigenfrequenz des als Pendel aufgehängten Glockenkörpers übereinstimmen, so wird die Glocke bald in schwingende Bewegung versetzt, und der schwere Glockenkörper schaukelt sich zu hohen Pendelausschlägen auf. Im elektrischen Parallelfall Bild 58 bedeutet dies, daß durch eine kleine Spannung von der Resonanzfrequenz des Kreises die Spannung am Kreis sich zu vielfach höheren Werten aufschaukelt.

Die Resonanzüberhöhung wird im Empfänger-Eingangskreis ausgenutzt. Die geringe, von der Antenne aufgenommene Spannung schaukelt sich an ihm zu höheren Werten auf. Allerdings kommt durch die lose Kopplung der Antenne an den Eingangskreis nicht die gesamte aufgenommene Spannung dem Kreis zugute, so daß die Resonanzüberhöhung nur das Vier- bis Zehnfache beträgt.

5. Resonanzwiderstand. Legt man nach Bild 59 einen Schwingkreis über einen hochohmigen Widerstand an die Spannung U eines Meßsenders und stimmt ihn genau auf Resonanz ab, so läßt sich durch Messen der Teilspannungen U_1 und U_2 mit einem Röhrenvoltmeter nach dem Spannungsteilergesetz (siehe Aufsatz 1 dieser Reihe) der Widerstand des Schwingkreises feststellen. Es ist

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}; \quad R_2 = R_1 \frac{U_2}{U_1}$$

Dabei ergibt sich, daß der Widerstand bei der Resonanzfrequenz ganz bedeutend höher ist, und zwar g mal größer als der Wechselstromwiderstand der Spule oder des Kondensators allein. Dieser erhöhte Widerstand wird Resonanzwiderstand oder dynamischer Widerstand R_a des Kreises genannt. Es ist also

$$R_a = g \cdot R_L = g \cdot R_C$$

$$R_a = g \cdot 2\pi f L = g \cdot \frac{1}{2\pi f C}$$

Resonanzwiderstand = Gütefaktor × Wechselstromwiderstand der Spule oder des Kondensators.

Beispiel: Ein Kreis mit der Resonanzfrequenz 500 kHz hat einen Kondensator C von 550 pF. Die Güte g ist 160.

$$R_C = \frac{1\,000\,000}{2\pi f_{kHz} \cdot C_{pF}}\ k\Omega \quad \text{(siehe Teil 1 dieser Reihe)}$$

$$R_C = \frac{1\,000\,000}{2\pi \cdot 500 \cdot 550} = 0{,}580\ k\Omega$$

$$R_a = g \cdot R_C = 160 \cdot 0{,}580 = 93\ k\Omega.$$

Dieser hohe Wechselstromwiderstand für die Resonanzfrequenz ermöglicht hohe Verstärkung, wenn er als Anodenwiderstand einer Röhre geschaltet wird. Nach Teil 3 dieser Reihe ist die Verstärkung einer Hf-Pentode $V = S \cdot R_a$. Für S = 2 mA/V ist hier die Verstärkung

$$V = 2 \cdot 93 = 186\text{fach}.$$

Werden Spule und Kondensator nach Bild 60 in Reihe geschaltet, so ergibt sich im Resonanzfall ein sehr geringer Widerstand. Er wird Serienwiderstand r genannt und ist g mal kleiner als der Wechselstromwiderstand der Spule oder des Kondensators allein.

$$r = \frac{R_L}{g} = \frac{R_C}{g} = \frac{2\pi f L}{g} = \frac{1}{g \cdot 2\pi f C}$$

Serienwiderstand = Wechselstromwiderstand der Spule : Gütefaktor

Serienwiderstand = Wechselstromwiderstand des Kondensators : Gütefaktor.

6. Bandbreite und Resonanzwiderstand bei verschiedenen Frequenzen

Die Güte eines Kreises ändert sich mit der Frequenz je nach Ausführung und Größe der Spule. Bild 61 zeigt Gütekurven von Schwingkreisen im Rundfunkgebiet. Für überschlägliche Rechnungen kann man jedoch innerhalb eines Bereiches eine gleichbleibende Güte annehmen. Sie beträgt im Mittel- und Langwellenbereich rund 100 und im Kurzwellenbereich nur etwa 30. Dann ergeben sich folgende Bandbreiten und Resonanzwiderstände:

Bei Betrachtung dieser Zahlen sieht man:

1. Langwellenkreise haben geringe Bandbreiten und sehr hohe Resonanzwiderstände. Sie ergeben gute Trennschärfe und hohe Verstärkung.
2. Mittelwellenkreise haben größere Bandbreiten. Frequenzmäßig benachbarte Sender lassen sich nicht mit einem einzigen Kreis trennen. Die Resonanzwiderstände sind kleiner als im Langwellengebiet, ergeben aber immer noch mit Hf-Pentoden 100- bis 300fache Verstärkung.
3. Im Kurzwellengebiet sind die Resonanzkurven sehr breit (20 bis 67 kHz). Genügende Trennschärfe ist nur möglich, weil Kurzwellensender mehr als 9 kHz Frequenzabstand

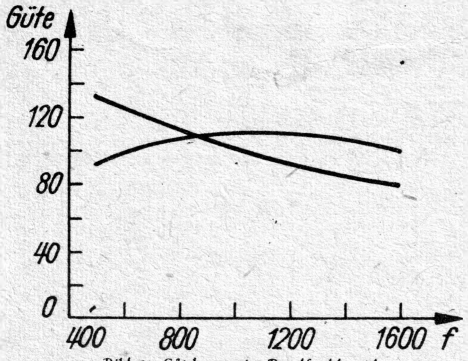


Bild 61. Gütekurven im Rundfunkbereich

haben. Die sehr niedrigen Anodenwiderstände von 2300 bis 7500 Ω ergeben nur 5- bis 15fache Hochfrequenzverstärkungen.

Zusammenfassung:

Die Güte g ist der wichtigste Wert zur Beurteilung eines Schwingkreises. Aus ihr ergibt sich:

a) die Bandbreite $b = \frac{f_{res}}{g}$

b) die Spannungsüberhöhung $U_2 = g \cdot U_1$

c) der Resonanzwiderstand $R_a = g \cdot R_L = g \cdot R_C$

d) der Serienwiderstand $r = \frac{R_L}{g} = \frac{R_C}{g}$

Vielfach werden noch andere Bezeichnungen und Formeln für Schwingkreise gebraucht. Sie wurden hier nicht verwendet, weil der Begriff der Güte ausreicht, um alle Eigenschaften des Schwingkreises zu erklären. Otto Limann

Langwellenbereich. L = 2000 µH, g = 100						
f	150	200	250	300	350	kHz
b	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	kHz
R_a	190	250	310	380	440	kΩ
Mittelwellenbereich. L = 200 µH, g = 100						
f	500	750	1000	1250	1500	kHz
b	5,0	7,5	10,0	12,5	15,0	kHz
R_a	63	94	126	157	188	kΩ
Kurzwellenbereich. L = 2 µH, g = 30						
R	50	40	30	20	15	m
f	6	7,5	10	15	20	MHz
b	20	25	33,3	50	67	kHz
R_a	2300	2800	3800	5700	7500	Ω

Tagung der Kurzwellenamateure

Am 7. und 8. Juni 1947 fand in Stuttgart die erste Nachkriegstagung der Kurzwellenamateure statt, zu der sich rund 1200 Amateure, Funktechniker und Wissenschaftler aus allen Zonen eingefunden hatten. Die Tagung wurde am 7. Juni in Anwesenheit von Vertretern der Militärregierung, deutscher Behörden und prominenter Persönlichkeiten von Funk, Presse und Film durch den Präsidenten des WBRC., Herrn Egon Koch, eröffnet. In seiner Begrüßungsansprache hob Präsident Koch die Bedeutung des KW.-Amateurwesens hervor.

Als Vertreter von Radio Stuttgart überbrachte Dr. v. Bruck die Grüße des Rundfunks, während Dr. Nothardt vom Kultusministerium nach einleitenden Begrüßungsworten seine Erfahrungen als Radioamateur in den Anfangszeiten der Rundfunkentwicklung humorvoll zu berichten wußte. Herr Baur (Ex-D 4 AAR.) schilderte sodann eindrucksvolle Erlebnisse aus seiner langjährigen, erfolgreichen Amateur-Sendetätigkeit. Mit besonderem Beifall wurden die aufschlußreichen Ausführungen von Dr. h. c. Bredow, dem verdienstvollen Organisator des deutschen Rundfunks in den ersten Entwicklungsjahren aufgenommen. Die Rundfunktechnik hat sich in diesem Zeitraum von ersten Anfängen auf bastelmäßiger Grundlage zur wissenschaftlichen Forschung weiterentwickelt. Zur Frage der Amateur-Sendelizenz verwies Dr. Bredow auf die vielfachen Interessen des Staates, der schließlich den Amateuren nach damaliger Auffassung völlig unbrauchbare Frequenzbänder zugewiesen hat. Diesem Umstand verdankt die KW.-Technik die Erschließung der kurzen Wellen zur Überbrückung größter Entfernungen. Dr. Bredow schlug schließlich vor, den Radioklubs Generallizenz für die Verleihung von Sendelizenzen zu erteilen, die zuverlässige Klubmitglieder erhalten könnten. Sodann sprachen Dr. Heß über die Pioniertätigkeit der Radioamateure auf dem Gebiet der Funktechnik, Wolfram Körner (2. Vorsitzender des WBRC.) zum Thema Sendelizenz und Herr Rapke, Hamburg, insbesondere über Kurzwellenliteratur.

Die erste Nachkriegs-KW-Tagung ermöglichte auf interzonaler Grundlage klärende Aussprachen über alle Fragen des Radio-Amateurwesens. Sie darf das Verdienst in Anspruch nehmen, für die Weiterentwicklung der Amateurtätigkeit wesentliche Beiträge geleistet zu haben. D.

Der UNIVERSAL-Prüfsender

Die neue Richtung im Prüfsenderbau

Vielfach-Meßinstrument, Ohmmeter, Röhrenprüfgerät und Prüfsender sind die vier wichtigsten Meßgeräte jedes Empfängerprüfplatzes. Von diesen Meßgeräten ist nur das letztgenannte zu Hochfrequenzmessungen in der Lage, wie sie vor allem beim Empfänger-Abgleich in Frage kommen. Eine große Zahl weiterer hoch- und niederfrequenztechnischer Messungen, welche die Fehlersuche am Empfänger und seinen Einzelteilen bzw. die Fabrikation solcher Einheiten erheblich erleichtern und beschleunigen würden, sind aber mit dieser Standard-Ausrüstung nicht durchführbar. Zu solchen Messungen ist eine Erweiterung der Meßplatz-Ausrüstung notwendig, die dann allmählich zu einem vollständigen Laboratorium mit Röhrenvoltmetern, Schwebungssummer, L- und C- und Schwingkreis-Meßgeräten u. dgl. anwächst.

Eine so umfassende Ausrüstung der Prüfplätze scheiterte schon vor dem Krieg meist an der Kosten- und Raumfrage, und heute kommen die bekannten Beschaffungsschwierigkeiten hinzu, so daß bedauerlicherweise die Ausrüstung der meisten Prüfplätze sehr unzulänglich ist. Ein Gedanke aber, der zu einer wesentlichen Erleichterung dieser Situation führt, ist folgender: Das Teure bei einem Prüfsender ist sein frequenzstabiler und auf allen Wellenbereichen genau geeichter Oszillator; ein ähnlicher Oszillator wird auch in Kapazitäts-Meßgeräten, in Selbstinduktions-Meßgeräten und in Dämpfungsmessern benötigt, und ebenso kehren bei diesen Geräten naturgemäß der Netzanschlußteil und das gesamte äußere Gewand der Schaltung, wie z. B. Chassis und Gehäuse, wieder; hinzukommt jedoch bei diesen letztgenannten Geräten ein Röhrenvoltmeter. Dieses Instrument wird bei einer Erweiterung des Meßgeräteparkes sowieso benötigt. Vereinigt man daher baulich und schaltungstechnisch ein Röhrenvoltmeter mit einem frequenzgeeichten, modulierbaren Hochfrequenz-Oszillator, so kann man zu einem Universal-Gerät kommen, das ungleich viel mehr leistet als der bisherige Standard-Prüfsender.

Der Standard-Prüfsender

Des Vergleiches halber sei zunächst kurz auf den Standard-Prüfsender eingegangen.

Bild 2 zeigt ein solches Gerät, das im Ausland unter der Bezeichnung Signal-Generator geführt wird, bei seiner Hauptaufgabe, bei der Prüfung und dem Abgleich eines Empfängers. Links ist schematisch der Prüfsender gezeigt. Er besitzt folgende Bedienungsknöpfe, die im wesentlichen bei allen bisher bekannt gewordenen Ausführungen wieder erschienen sind, gleichgültig ob es sich um ein deutsches oder ausländisches Erzeugnis handelt: Der Hauptknopf und die Hauptskala dienen der Frequenz-Einstellung, ein Wellenschalter ermöglicht die Bereichsauswahl; ein Ausgangsspannungsregler, meist in Mikrovolt geeicht, gestattet eine Regelung der an den Empfänger über ein abgeschirmtes Kabel abgegebenen Signal-Spannung; ein Modulationsschalter ermöglicht die Wahl zwischen Fremdmodulation und einer meist 30prozentigen Eigenmodulation mit 400 oder 800 Hz. Rechts vom Prüfling ist ein Ausgangsspannungs-Zeiger angedeutet, auch bekannt unter der englischen Bezeichnung Outputmeter; dies ist ein selbständiges kleines Anzeige-Instrument, meist mit Kupferoxydul-Gleichrichter ausgerüstet, kein Bestandteil des eigentlichen Prüfsenders, aber ein unentbehrliches Zubehör. Empfindlichkeits-Messungen gehen bekanntlich so vor sich, daß man den Prüfsender auf die Frequenz des Prüflings einstellt, mit 400 Hz/30% moduliert und mittels des Mikrovolt-Reglers so viel Spannung auf die Antennenbuchse des Prüflings gibt, bis bei voll aufgedrehtem Lautstärkenregler 50 mW Sprechleistung an den Lautsprecher abgegeben werden. Dies erkennt man am Ausgangsspannungszeiger, der zweckmäßig eine 50 mW entsprechende rote Marke auf seiner Skala trägt, und der an die jeweilige Ausgangs-Impedanz der Endstufe anpaßbar sein muß, wenn die Messung wirklich stimmen soll.

Der Reparaturpraktiker braucht allerdings in den seltensten Fällen eine genaue Ermittlung der Empfindlichkeit in Mikrovolt, auch gelingt diese halbwegs genau nur bei ausgesprochenen Meßsendern, die sich vom Prüfsender des Empfängerprüfplatzes vor allem durch höhere Spannungsgenauigkeit unterscheiden. Das tägliche Brot des Praktikers ist vielmehr der

Bild 1. Das MPA-Gerät (Meß-, Prüf- und Abgleich-Gerät) mit sämtlichem Zubehör

Empfängerabgleich, d. h. die Einstellung aller in Frage kommenden Spulen und Trimmer auf die vorgeschriebenen Werte; dabei wird stets auf Höchstausschlag des Ausgangsspannungszeigers gearbeitet und die Eingangsspannung des Prüflings möglichst klein gehalten.

Der Standard-Prüfsender kann zwar auch einzelne Stufen des Empfängers mit Signal-Spannung beliefern und damit die Lokalisierung von Fehlern und die Prüfung der zu einer Stufe gehörigen Schwingkreise indirekt ermöglichen, doch fehlt die Möglichkeit zur unmittelbaren Prüfung von Spulen, Kondensatoren oder kompletten Schwingkreisen auf Größe, Eigenfrequenz und Verluste.

Der Universal-Prüfsender

In Bild 3 sehen wir links eine für den Universal-Prüfsender typische Anordnung: Zu den aus Bild 2 bekannten Grundelementen des Prüfsenders ist ein Röhrenvoltmeter hinzugekommen, ferner ein Funktionsumschalter, der das nunmehr für mehrere Zwecke verwendbare Gerät auf die jeweilige Aufgabe umschaltet. Es ist wieder der Fall des Empfänger-Abgleichs skizziert, wobei nun aber der getrennte Ausgangsspannungs-Zeiger wegfällt und eine Rückführung vom Ausgang des Empfängers zum Prüfsender stattfindet. Dort dient entweder das Röhrenvoltmeter selbst als Ausgangsspannungs-Zeiger, oder es wird nur das Zeiger-Instrument in Verbindung mit einem Kupferoxydul-Gleichrichter verwendet.

Ein Schaltbeispiel

Eine sehr einfache Schaltung, die mit nur zwei Trioden eine überraschend große Zahl von Meßaufgaben löst, wird in Bild 4 im Prinzip gezeigt, ohne auf Ausführungs-Einzelheiten einzugehen. Der Grundstock des Ganzen ist im rechten Teil der Schaltung die Schwingröhre 4 mit ihrem geeichten Hochfrequenz-Schwingkreis 3/12, von wo über den Spannungsteiler 8/9 und die künstliche Antenne 13 die Signal-Spannung für den ganz rechts anzuschließenden Empfänger-Eingang abgenommen wird; die Spannungsteiler 8/9 wird man normalerweise variabel ausführen, doch ist dies für reine Abgleich-Aufgaben nicht unbedingt notwendig.

Der linke Teil der Schaltung enthält das Röhrenvoltmeter mit der Röhre 14 und dem Anzeige-Instrument 7; sein Eingang liegt an der Klemme 10. Wird also an diese Klemme ein beliebiger geschlossener Schwingkreis angelegt und über den Kondensator 15 vom Senderkreis aus schwach erregt, so wird das Instrument 7 bei Übereinstimmung der Sender-Frequenz mit der Kreis-Frequenz ausschlagen. So las-

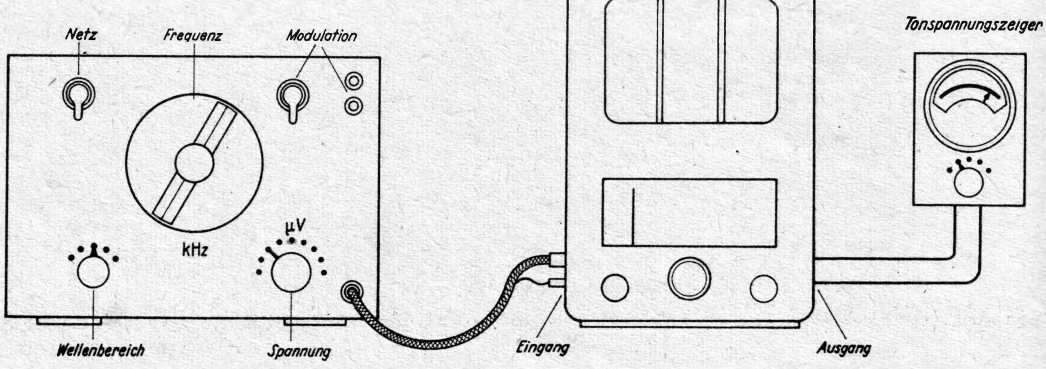


Bild 2. Der Standard-Prüfsender bei seiner Hauptaufgabe, dem Empfänger-Abgleich

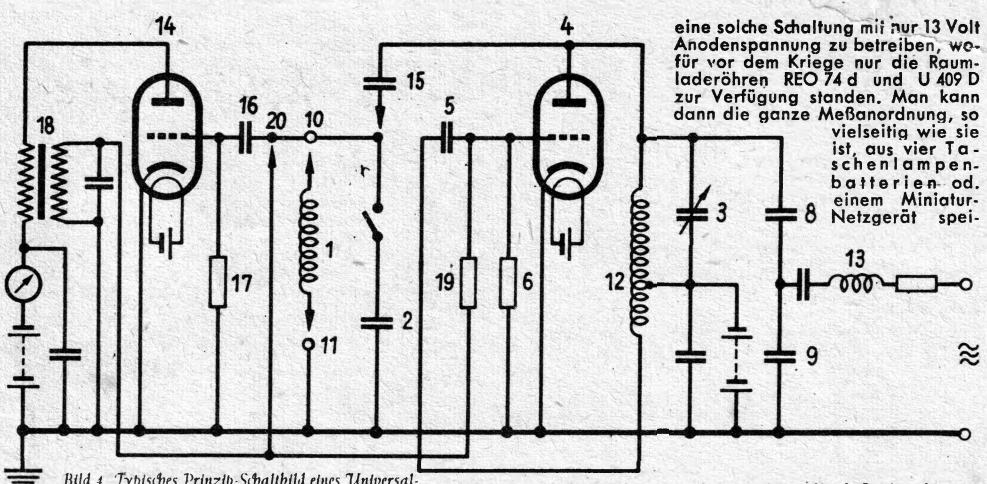


Bild 4. Typisches Prinzip-Schaltbild eines Universal-Prüfsenders (nach DRP. 727326)

sen sich die Eigenfrequenzen von Kreisen ermitteln, aber auch ihre Dämpfung abschätzen, weil davon die Größe des Röhrenvoltmeter-Ausschlages abhängt.

Wird zwischen 10 und 11 der Normalkondensator 2 eingeschaltet, so können Spulen gemessen oder auf bestimmte Selbstinduktionswerte abgeglichen werden, wenn man sie ebenfalls an die Klemme 10/11 legt, wie dies bei der Spule 1 angedeutet wurde. Umgekehrt lassen sich Kapazitäten messen, wenn die Spule 1 als Normalspule ausgeführt und eingeschaltet wird. Der unbenannte Kondensator vertritt dann entweder den Kondensator 2, oder er liegt parallel zum Hauptdrehkondensator 3.

Das Röhrenvoltmeter gestattet natürlich unabhängig von den anderen Schaltungsteilen normale Spannungsmessungen auf Nieder- und Hochfrequenz, wenn man seine Eingangsklemme 10 von den Schaltelementen 1, 2 und 15 freihält. So können z. B. Tonabnehmer, Antennen oder Superhet-Oszillatoren auf ihre Spannungsabgabe geprüft oder Stufenverstärkungen ermittelt werden. Ein weiteres Mittel zur Prüfung einzelner Empfängerstufen ist das Abhören, wozu lediglich in den Anodenkreis der Röhre 14 ein Kopfhörer einzustöpseln und die Klemme 10 mit der abzuhörenden Stufe zu verbinden ist.

Noch größere Universalität wird erreicht, wenn man das Röhrenvoltmeter auch für Gleichspannungs-Messung einrichtet; es gelingen dann z. B. Widerstands-Messungen bis hinauf zu sehr hochohmigen Isolations-Messungen.

Nun benötigt aber der zuerst besprochene rechte Schaltungsteil für Empfängermessungen eine Modulation. Diese gewinnt man, indem man durch Verbindung des Punktes 20 mit der darunterliegenden Pfeilleitung aus dem Röhrenvoltmeter einen Tonsummer macht, der über den Widerstand 19 dem Hochfrequenz-Oszillator eine Gitter-Modulation aufdrückt. — Andere Schaltungen, die in Amerika wie auch in Deutschland aufgetaucht sind, kombinieren sogar den Signal-Generator mit einem Schwebungssummer, wozu Misch- und Verbundröhren geradezu einladen.

Wie soll aber nach dieser Umwandlung des Röhrenvoltmeters in einen Summer das Instrument 7 die Ausgangsspannung des Empfängers anzeigen? — Es wird dazu durch einen Schalter aus dem Anodenstromkreis der Röhre 14 entfernt und über einen nicht gezeichneten Kupferoxydul-Gleichrichter nebst geeignetem Vorwiderstand und Kopplungs-Mitteln mit dem Empfängerausgang verbunden.

Was diese einfache Schaltung dagegen nicht kann, ist z. B. die Speisung des Eingangs eines Verstärkers mit Tonfrequenz und gleichzeitige Röhrenvoltmetermessung seiner Ausgangsspannung. Die Röhre 14 kann eben die beiden Funktionen des Tonsummers und des Röhrenvoltmeters nur wahlweise, aber nicht gleichzeitig erfüllen. Immerhin steht bei Benutzung der Summerschaltung das Instrument 7 mit dem hier nicht gezeichneten Kupferoxydul-Gleichrichter als Ausgangsspannungsmesser zur Verfügung.

Ein Ausführungsbeispiel

Die besprochene Prinzip-Schaltung wurde absichtlich auf zwei Trioden beschränkt, weil angestrebt wurde, eine solche Schaltung mit nur 13 Volt Anodenspannung zu betreiben, wofür vor dem Kriege nur die Raumladeröhren REO 74 d und U 409 D zur Verfügung standen. Man kann dann die ganze Meßanordnung, so vielseitig wie sie ist, aus vier Taschenlampenbatterien od. einem Miniatur-Netzgerät speisen und hat den ungeheuren Vorteil, daß eine besondere Anheizzeit und alle Erwärmungsfehler wegfallen: Das Gerät ist nach dem Einschalten sofort „da", und zwar sofort mit der endgültigen Frequenzgenauigkeit.

In Bild 1 sehen wir ein derartiges Gerät in einer kleinen, handlichen Ausführung, die schon 1938 unter der Bezeichnung MPA-Gerät (Meß-, Prüf-, Abgleich-Gerät) auf dem Markt erschien und sich bereits zahlreiche Freunde erworben hat, wenn es auch als rein ziviles Gerät während des Krieges kaum produziert werden konnte. Die Meßmöglichkeiten dieses Gerätes sind in der heutigen Ausführung die eines normalen Prüfsenders mit regelbarer Ausgangsspannung, vermehrt um die oben geschilderten Meßmöglichkeiten des Universal-Prüfsenders, aber ohne Gleichstrommessungen. Wichtig ist dabei vor allem die Möglichkeit, Schwingkreise ohne Ausbau aus dem Empfänger auf Eigenfrequenz und Güte zu prüfen, wodurch sich gerade die versteckten Fehler, die zu einem allmählichen Nachlassen der Empfangsleistungen führen, sehr schnell finden lassen, so z. B. Kreisverschlechterungen durch Staub, Feuchtigkeit, Oxydation und schlechte Lötstellen.

Auf die Vorteile des 13 Volt-Betriebes muß allerdings heute verzichtet werden, da Raumladeröhren nicht mehr in genügender Stückzahl greifbar sind. Mit einer Ausweich-Bestückung, jedoch unter Beibehaltung sehr niederer Betriebstemperaturen, wurde zu reinem Wechselstrom-Betrieb übergegangen, und damit auch die äußere Form des in Bild 4 gezeigten Vorkriegsgerätes durch Übergang zu einem Metallgehäuse und zum festen Einbau allen bisher losen Zubehörs leicht abgeändert, ohne das bewährte Grundschema zu verlassen.

. . . und was kommt?

Das Bedürfnis, auch schwierige Reparaturaufgaben zu bewältigen, ist ebenso zeitgemäß wie die Notwendigkeit, mit geringstem Aufwand an Meßgeräten auszukommen. Es kann daher mit Sicherheit gesagt werden, daß der Universal-Prüfsender den Standard-Prüfsender in ähnlicher Weise ablösen wird, wie einst das GW-Universal-Instrument das reine Gleichstrom-Instrument abgelöst hat.

Bei Neuentwicklungen wird man sehr scharf abwägen müssen, wo die Grenze liegt zwischen universeller Ausstattung mit den wirklich wichtigen und organisch ohne Zwang in ein einziges Gerät aufzunehmenden Meßmöglichkeiten einerseits, und einer Überladung und unnötigen Komplizierung und Verfeuerung andrerseits, was auch die Bedienung erschweren und die Betriebssicherheit gefährden würde. Es hat wenig Zweck, ein ganzes Laboratorium in ein einziges Gerät zu zwängen, da sich dann meist mehrere Techniker mit verschiedenen Meßwünschen um ein und dasselbe Gerät drängen und sich gegenseitig behindern würden. Richtiger erscheint es, hinsichtlich der Universalität Maß zu halten und damit die Geräte so klein, so einfach in der Bedienung, so zuverlässig und vor allem so billig zu halten, daß jeder einzelne Techniker ein solches Gerät für sich allein an seinen Prüfplatz gestellt bekommen kann.

H. J. Wilhelmy

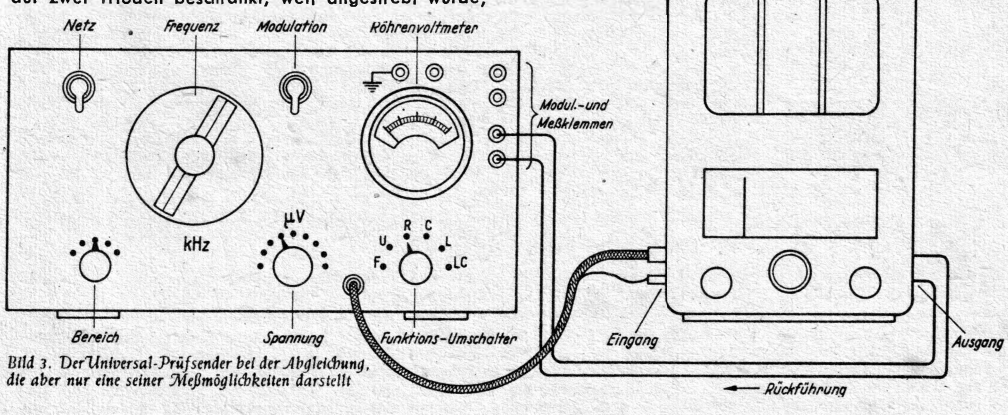


Bild 3. Der Universal-Prüfsender bei der Abgleichung, die aber nur eine seiner Meßmöglichkeiten darstellt

Verwendung nicht mehr regenerierbarer Endröhren

Bekanntlich begegnen wir jetzt besonders häufig verbrauchten Endröhren, und wir werden natürlich stets zuerst den Versuch machen, sie aufzufrischen, da das unbedingt die beste Art der Wiederverwendbarmachung ist. Bei den starken Endröhren aber, ganz besonders bei AL 4, AL 5, EL 11 und EL 12, 604, AD 1, aber auch AL 1, 964, 1374 d gelingt das meist nicht oder nur unvollkommen, und wir sind geneigt, sie als endgültig verloren zu betrachten. Von der Auffrischung her wissen wir aber, daß sehr viele dieser Röhren, soweit sie nämlich nicht vergiftete Katoden und nicht zuviel Gas haben, noch sehr schöne Emission zeigen, sobald wir sie genügend hoch heizen. Sollen wir daher nicht, wenn alle anderen Rettungsversuche vergeblich waren, diese Überheizung auch im Gerät anwenden? Da die Röhre sonst ohnehin verloren ist, bedeutet das mit Bezug auf sie kein Wagnis, wir könnten aber viel gewinnen! Es wurde eine Reihe von Versuchen gemacht, und der Erfolg war ausgezeichnet. Bei genügender Heizung arbeiteten die geeigneten Röhren fast wie unverbrauchte. Natürlich kann noch nichts Endgültiges darüber gesagt werden, wie lange solche Röhren eine derartige Beanspruchung mitmachen, dazu liegen noch zu wenig und zu kurzzeitige Erprobungen vor. So viel aber steht schon fest, daß auf längere Zeit geholfen werden kann, wenn man die Überheizung nicht zu weit treibt (also dafür sorgt, daß keine unzulässige Erhitzung durch den Elektronenstrom eintritt!), und daß man nach weiterem Nachlassen durch weitere Heizspannungserhöhung erneut helfen kann. Man verhilft so dem Kunden zu weiterem Hören.

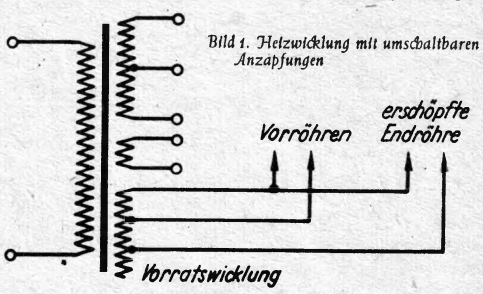


Bild 1. Heizwicklung mit umschaltbaren Anzapfungen

Um jeden Zweifel und auch Mißerfolge möglichst auszuschließen, sei folgendes nochmals besonders hervorgehoben: leider kommt bei den großen Endröhren nur ein kleiner Teil für dieses Verfahren in Frage z. B. AL 1 und 964. Die empfohlene Vorprüfung muß auf jeden Fall vorgenommen werden, denn die erforderliche Umwicklung des Übertragers ist zeitraubend und nicht billig, lohnt also nur, wenn ein Erfolg auf längere Zeit sichergestellt erscheint. Ganz sicher kann man natürlich nie sein, deshalb wird auch dieser Ratschlag mit allen gebotenen Vorbehalten gegeben. Gleichzeitig kann aber versichert werden, daß es bei den bisher ausgeführten Versuchen keinen gemeldeten Versager gegeben hat und schon einzelne Laufzeiten von mehreren Jahren erzielt wurden. Bei der Anwendung wird man so vorgehen, daß man zuerst auf einem Röhrenprüfgerät (möglichst einem mit positiven und negativen Spannungen, nicht nur einem „Leistungsprüfer") feststellt, ob die Röhre bei höherer Heizung wieder auf genügende Emission kommt, ausreichende Steuerwirkung zeigt usw. und welche Überheizung erforderlich ist, um etwa ⅔ des vollen Elektronenstromes zu erzielen. Noch besser ist es, sich einen besonderen Hilfsübertrager anzufertigen, vielleicht aus einem VE-Netzübertrager, von dem man die beiden Heizwicklungen abwickelt und statt dessen aus starkem Draht, möglichst etwa 2 mm Ø, eine Heizwicklung mit genügend vielen Anzapfungen aufbringt. Diese Wicklung sollte insgesamt für etwa 6 bis 8 Volt ausgelegt sein (nach der Windungszahl der alten berechnen!) und von 1½ zu 1½ oder auch von 2 zu 2 Windungen angezapft sein. Die Anzapfungen werden, wie Bild 2 zeigt, an einen Stufenschalter (oder an eine Buchsenreihe) geführt. Wenn man dann einmal den Übertrager mit einer geeigneten Röhre, etwa einer ausgedienten EL 12 o. ä., belastet und die an die einzelnen Stufen des Schalters abgegebenen Spannungen festgestellt hat, hat man für alle vorkommenden Fälle eine Vorrichtung zum Ausprüfen der erforderlichen Zusatzheizung in der Schaltung nach Bild 1. Man lötet eine Heizzuleitung von der Sockelfassung ab und schaltet hier die Versuchswicklung ein, legt einen Strommesser in den Anodenkreis und kann nun die Heizung stufenweise erhöhen.

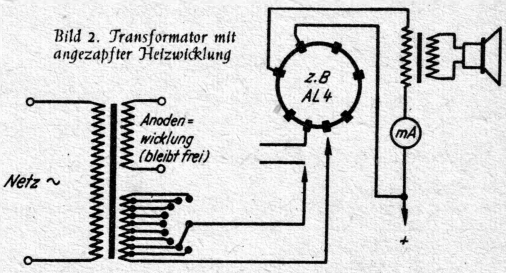


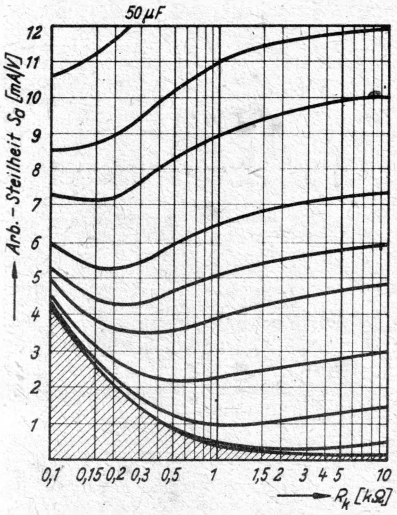
Bild 2. Transformator mit angezapfter Heizwicklung

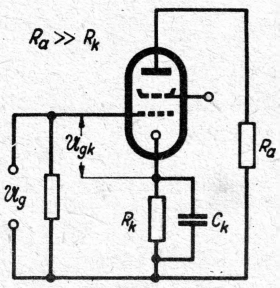
Ferdinand Jacobs

Funktechnisches Fachrechnen

Bemessung des Katodenkondensators

Bei der Erzeugung der Gittervorspannung mittels Katodenwiderstand entsteht an diesem neben der gewollten Gleichspannung auch eine Wechselspannung. Sie liegt in Reihe mit der Gitterwechselspannung und vermindert deren Wirkung am Gitter. Will man diese Schwächung vermeiden, so wird bekanntlich parallel zum Katodenwiderstand ein Kondensator gelegt. Seine Bemessung und auch die Voraussetzungen, unter denen dieser entfalten kann, sollen erörtert werden. Der Kürze halber wird nur die Endformel angegeben und auf die Ableitung verzichtet.





Oben: Bild 2. Prinzipschaltbild einer Verstärkerstufe mit Katodenkondensator C_k

Links: Bild 1. Katodenkondensator in Abhängigkeit von Arbeitssteilheit und Katodenwiderstand

Wenn R_k der Katodenwiderstand in kΩ, C_k der Katodenkondensator in µF, S_a die Arbeitssteilheit in mA/V, R_i der Röhreninnenwiderstand in kΩ, R_a der Außenwiderstand in kΩ, ω die Kreisfrequenz = 2 π f, f die Frequenz in Per./s, dann ist das Verhältnis der Spannung zwischen Gitter und Katode (U_{gk}) zur Spannung zwischen Gitter und Erde (U_g)

$$\frac{U_{gk}}{U_g} = \sqrt{\frac{(1/R_k)^2 + (\omega C_k)^2}{(1/R_k + S_a)^2 + (\omega C_k)^2}}$$

Die Arbeitssteilheit S_a läßt sich mittels R_i und R_a, sowie der statischen Steilheit S (Röhrentabelle) errechnen.

$$S_a = \frac{S}{1 + R_a/R_i}$$

Bei Pentoden, deren R_i bedeutend größer als die Außenwiderstände, kann angenähert $S_a \cong S$ gesetzt werden.

Bei einer Schwächung von 0,7 = (1/√2) ergibt sich aus obiger Formel für C_k

$$C_k = \frac{\sqrt{(1/R_k + S_a)^2 - 2\,(1/R_k)^2}}{2\pi f \cdot 10^{-3}}$$

Anwendung der Formel

a) Hochfrequenz-Stufen

Im ungünstigsten Falle (steile Pentode sowie niedrigste Frequenz im Langwellenbereich) ergibt sich für einen Schwächungswert von 0,7 ein Kapazitätswert von 10 nF.

b) Niederfrequenz-Stufen

Bei einem Schwächungswert von 0,7 und einer Grenzfrequenz von ca. 50 Hz (ω = 300) wurden die Zusammenhänge von S_a, R_k, C_k für die in der Praxis vorkommenden Fälle errechnet und grafisch dargestellt. Die Lage des Schnittpunktes der Werte von R_k und S_a im Kurvenbild ergibt die erforderliche Kapazität C_k, wobei unter Umständen zwischen zwei Kapazitätswerten gemittelt werden muß. Fällt der Schnittpunkt in den Bereich links von der Kurve $C_k = 0$, so ist die Schwächung günstiger als 0,7 und ein Kondensator ist nicht erforderlich.

Für einige gebräuchliche Stufen seien noch die sich ergebenden Kondensatorwerte genannt.

AF 7	Widerstandsverstärker	R_k = 2,5 KΩ	$C_k \cong$ 8 uF
AC 2	Transf.-Verstärker	R_k = 0,9	≈ 4
AC 2	Widerstandsverstärker	R_k = 3	0
AD 1	Endstufe	= 0,75	≈ 7
AL 4	Endstufe	= 0,15	≈ 38
EF 12	Widerstandsverstärker (als Triode verwendet)	= 3	0
RV 12 P 2000	Widerstandsverstärker	= 0,9	≈ 6
RV 12 P 2000	Endverst.-Stufe	= 0,5	≈ 12
R L 12 T 1	Endverst.-Stufe	= 0,1	0

Bei Widerstandsverstärkerstufen mit Trioden kann im allgemeinen auf den Katodenkondensator verzichtet werden.

Ing. A. Konrad

KLEINE WERKSTATTWINKE

Ersatz für die Lötkolbenpatrone

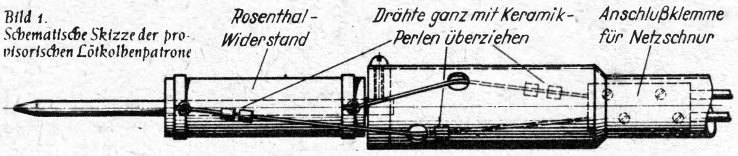
Es ist besonders schmerzlich, wenn in einer Werkstatt die letzte, mit größter Sorgfalt umhegte Lötpatrone ausfällt. Die bekannten, hochbelasteten Rosenthal-Widerstände können hier aus einer ziemlich hoffnungslosen Lage helfen.

Für unseren Zweck eignet sich am besten ein Widerstand von 400 Ω mit einer Belastbarkeit von 55 Watt für die Netzspannung von 220 Volt. Etwa 100 Ω, 55 Watt für 110 Volt. In beiden Fällen tritt eine Belastung von etwa 120 Watt auf. Das erhitzt den Widerstand so stark, daß er gerade schwach zu glühen anfängt. Diese Überbelastung schadet an und für sich nichts, so lange die d u n k l e Rotglut eingehalten wird. Bei noch stärkerer Belastung wird der Überzug weich, es bilden sich Blasen und Sprünge, und, so bald Luft zutreten kann, brennt der Widerstandsdraht ab.

Den Widerstand berührungsschutzsicher in die Schutzhülle des Lötkolbens einzubauen wird sich kaum lohnen, da ja doch — so hoffen wir wenigstens — der Mangel an Heizpatronen nicht ewig dauern wird.

Dafür brauchen wir allerdings einen neuen Kupfereinsatz und zwar etwa 12 cm lang und 5 mm stark. Dieser wird mit einem Ende ganz knapp mit der Spitzenschraube im Lötkolben befestigt. Darüber stecken wir den Widerstand. In die Schutzhülle werden 2 versetzte Löcher gebohrt, so daß vorhandene Glas- oder Calitperlen leicht hindurchgehen. Mit 2 Kupferdrähten, je 1—1,5 mm stark, beginnt man am besten beim Klemmenanschluß der Netzschnur und achtet besonders auf

Bild 1. Schematische Skizze der provisorischen Lötkolbenpatrone



die Durchführung durch die Schutzhülle. Nach dem Aufreihen der Glasperlen werden die Drähte am Widerstand je nach Anschlußart verschraubt oder durchgeschlungen und verlötet.

Und nun noch gleich eine Verbesserung. Da z. B. häufig mit Unterspannung gearbeitet werden muß, ist es zweckmäßig, den Widerstandswert kleiner zu wählen (etwa 300 Ω für 220 Volt, 75 Ω für 110 Volt) und einen hochbelasteten Regelwiderstand (etwa 200 Ω, 100 Watt für 220 Volt, 50 Ω, 100 Watt für 110 Volt vorzuschalten. Mit diesem, unter dem Arbeitstisch befestigten Regler kann man nun Unterspannungen ausgleichen und bei Lötpausen mit der Spannung zurückgehen, was der Lebensdauer des Widerstandes zugute kommt. Selbstverständlich kann man den Regler auch durch einen Stufenschalter mit Einzelwiderständen ersetzen (z. B. 5mal 40 Ω, 20 Watt bis 220 Volt, 5mal 10 Ω, 20 Watt bei 110 Volt.

Hans Dinzinger

Heizfaden-Katodenschluß bei Gleichrichterröhren

Ein Blaupunkt-Auto-Super 7 A 79 war auf 220 Volt Allstrom umgeschaltet worden. Nach einiger Zeit arbeitete der Empfänger nicht mehr. Es wurde festgestellt, daß die Gleichrichterröhre EZ 11 Heizfaden-Katodenschluß hatte. Die Berührungsstelle lag nach Messungen in der Mitte des Heizfadens. Ausbrennen des Schlusses schien wegen Zerstörung des Heizfadens nicht ratsam. Da keine andere EZ 11 zur Verfügung stand, wurde die Gleichrichterröhre EZ 11 wie eine direkt geheizte Röhre geschaltet. Der Katodenschluß wurde nicht benutzt. Der eine Pol des Netzes ist Plus-Anode. Der andere Pol geht über die Sicherung auf den Heizfaden der EZ 11 und dann über den Vorschaltwiderstand und die Heizfäden der übrigen Röhren auf den ersten Pol. Die beiden parallel geschalteten Anoden der EZ 11 sind dann Minus-Anode. Die Gleichrichtung arbeitet einwandfrei

Josef Steingrube

Ersatz der 6 Q 7 durch 6 E 8

Die Röhre 6 Q 7 kann ohne weiteres durch die Röhre 6 E 8 ersetzt werden. Die Anode des Triodenteiles wird dann als Diodenanode für die Nf- und Schwundregelspannungserzeugung benutzt. Das Gitter des Triodenteiles wird an Katode geschaltet. In einem Falle wurden dabei folgende Widerstände verwendet: Rk = 450 Ω, Ra = 0,5 MΩ, R_{Sg} = 1,6 MΩ.

J. Selmke

FUNKTECHNISCHER BRIEFKASTEN

Ich bitte um Auskunft folgender Fragen über Verstärkungs- und Dämpfungsmessungen mittels Eichleitungen:

1. Wie wird der Quellenwiderstand des Generators bestimmt?
2. Welchen Einfluß übt der Frequenzgang des Übertragers aus?
3. Muß die Eichleitung auf jeden Fall mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen sein?
4. Wie verfährt man, wenn das Meßobjekt einen hochohmigen Eingang besitzt?

Der Quellwiderstand eines Generators ist gleich seinem Ausgangsscheinwiderstand. Dieser Wert kann nicht mittels normaler Ohmmeter bestimmt werden, weil es sich um einen Wechselstrom-Scheinwiderstand handelt, dessen Höhe von der Meßfrequenz und den Schaltelementen abhängt. In den meisten Fällen wird wohl ausgangsseitig ein Transformator oder eine Drossel-Kondensator-Kombination benutzt, so daß Werte dieser Schaltelemente, die auch frequenzabhängig sind, darin eingehen.

Der Ausgangsscheinwiderstand wird bei betriebsfertigem Gerät ermittelt. Zur Messung kann eine der bekannten Scheinwiderstandsmeßbrücken, z. B. eine Grützmacher-Meßbrücke, verwendet werden. — Stehen keine Meßgeräte zur Verfügung, so kann der betreffende Wert näherungsweise (mit etwa 10 Prozent Genauigkeit) aus den Röhrendaten (Anpassungswiderstand, der aus den Röhrentabellen zu entnehmen ist) und den Wickeldaten des Transformators nach der Formel

$$R_1 = \ddot{U}^2 \cdot R_2$$

errechnet werden. — Dabei ist Ü gleich dem Übersetzungsverhältnis, R_2 der auf der Seite mit der geringeren Windungszahl liegende Widerstand und R_1 der auf der Seite mit der höheren Windungszahl wirksame. Als praktisches Beispiel sei gewählt: Eine Röhre mit einem Anpassungswiderstand von 7 000 Ohm und ein Transformator mit dem Verhältnis 1 : 10 von Sekundär auf Primär (da bei Ausgangstransformatoren ja fast immer herunter transformiert wird). Dann ergibt sich für den wirksamen Ausgangs-Scheinwiderstand ein Wert von:

$$R_1 = \ddot{U}^2 \cdot R_2 = 7\,000 = 10^2 \cdot R_2 \qquad R_2 = 70 \text{ Ohm}$$

Auf den Ausgangsscheinwiderstand hat der Frequenzgang des Übertragers bei normaler Ausführung desselben, keinen Einfluß. — Jedoch handelt es sich keineswegs um einen konstanten Wert für alle Frequenzen, da es sich nicht um reine ohmsche Widerstände handelt. Aus diesem Grunde sind derartige Werte auf eine Frequenz von 800 resp. 1 000 Hz bezogen. Wird der Angabe eine andere Frequenz zu Grunde gelegt, dann wird diese immer angegeben.

Eine Eichleitung kann als normaler Vierpol angesehen und als solcher behandelt werden. Sie soll immer mit dem jeweiligen Wellenwiderstand, z. B. Z = 600 Ω, abgeschlossen werden. Dieses ergibt sich auch wohl immer ganz zwangsläufig, da eine Messung mit nur einer einseitig angeschlossenen Eichleitung nicht vorzunehmen ist.

Hat jedoch das betreffende Meßobjekt, ein- oder ausgangsseitig, einen von dem Wellenwiderstand abweichenden Wert, dann kann dieser durch einen entsprechenden Transformator angeglichen werden. Das erforderliche Übersetzungsverhältnis des Transformators kann wieder nach der obigen Formel ermittelt werden.

Noch nicht genannte Mitarbeiter:

Hans Dinzinger, 7. 7. 1920, München; Ferdinand Jacobs, 25. 9. 1897, Rathenow; Anton Konrad, 26. 9. 1911, Augsburg; Josef Steingrube, 31. 1. 1915, Ahaus/Westf.

Hauptschriftleiter: Werner W. Diefenbach (zeichnet auch R.T.B.), (13b) Kempten-Schelldorf (Allgäu), Kotterner Str. 12, Fernspr. 20 25; für den Anzeigenteil: Oscar Angerer, Stuttgart-S., Mörikestr. 15
Verlag: FUNKSCHAU-Verlag Oscar Angerer, Stuttgart-S., Mörikestraße 15, Fernsprecher 7 63 29; Geschäftsstellen des Verlages: München 22, Zweibrückenstraße 8, und Berlin-Südende, Langestraße 5
Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer,, München 2, Luisenstraße 17, Fernsprecher 36 01 33 / Veröffentlicht unter der Zulassungsnummer US-W-1094 der Nachrichtenkontrolle der Militärregierung / Erscheint monatlich / Auflage 20 000 / Zur Zeit nur direkt vom Verlag zu beziehen. Vierteljahresbezugspreis RM. 2.40 zuzüglich Versandspesen / Einzelpreis 80 Rpf. Lieferungsmöglichkeit vorbehalten / Anzeigenpreis nach Preisliste 1 / Nachdruck sämtlicher Aufsätze und Bilder — auch auszugsweise — nur mit ausdrücklicher Genehmigung des Verlages gestattet.

Mit freundlicher Genehmigung der WK-Verlagsgruppe für bastel-radio.de